

DIALOG(R)File 351:DERWENT WPI
(c) 2000 Derwent Info Ltd. All rts. reserv.

007775155

WPI Acc No: 89-040267/*198906*

XRPX Acc No: N89-030853

Amplifier circuit with variable gain - has two parallel channels with
attenuators controlled by voltage determined by transmission cable length

Patent Assignee: TOSHIBA KK (TOKE)

Inventor: OGURA Y

Number of Countries: 003 Number of Patents: 004

Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Main IPC	Week
DE 3824091	A	19890202	DE 3824091	A	19880715		198906 B
JP 1020734	A	19890124	JP 87177410	A	19870716		198909
US 4888560	A	19891219	US 88219370	A	19880715		199008
DE 3824091	C	19911114				199146	

Priority Applications (No Type Date): JP 87177410 A 19870716

Patent Details:

Patent Kind Lan Pg Filing Notes Application Patent

DE 3824091 A 22

Abstract (Basic): DE 3824091 A

The circuit compensates the frequency characteristic of a signal that is transmitted over a transmission line with a specified characteristic impedance. One amplifier (10) has a flat amplitude/frequency characteristic that is not affected by the characteristic impedance of the transmission line, and another amplifier (20) has a specified amplitude/frequency response characteristic that corresponds to the damping characteristic of the transmission line. The amplifiers are followed by attenuators (30,40) with damping coefficients (X) and (1-X) and which are controlled, alternately, by a voltage (60) that corresponds to the length of the transmission cable. The two outputs are mixed in an adder (50).

USE/ADVANTAGE - In communication system. Can compensate for entire length of transmission line without requiring pseudo- line.

Abstract (Equivalent): US 4888560 A

An amplifier having a first predetermined frequency characteristic and a first predetermined amplification factor, receives the transmission signal and amplifies it with a first coefficient in accordance with a predetermined control signal. A second amplifier having a second predetermined frequency characteristic and a second predetermined amplification factor amplifies the transmission signal

THIS PAGE BLANK (USPTO)

and amplifies it with a second coefficient.

The second predetermined frequency characteristic compensates for a characteristic depending on a length of the transmission path, and a magnitude of the second coefficient is reduced when a magnitude of the first coefficient is increased and increased when the magnitude of the first coefficient is reduced. The outputs of the two amplifiers are then combined to produced a synthesised output.

Title Terms: AMPLIFY; CIRCUIT; VARIABLE; GAIN; TWO; PARALLEL; CHANNEL; ATTENUATE; CONTROL; VOLTAGE; DETERMINE; TRANSMISSION; CABLE; LENGTH

Derwent Class: U13; U24; U25; W02

International Patent Class (Additional): H03F-003/18; H03G-003/00; H03G-005/02; H03H-011/04; H04B-003/14

File Segment: EPI

Manual Codes (EPI/S-X): U13-B01; U24-C01; U25-C; U25-E01; U25-F; W02-C01B

THIS PAGE BLANK (USPTO)



DEUTSCHES
PATENTAMT

12 Offenlegungsschrift
11 DE 3824091 A1

51 Int. Cl. 4:
H03H 11/04
H 03 G 3/00
H 04 B 3/14

21 Aktenzeichen: P 38 24 091.2
22 Anmeldetag: 15. 7. 88
43 Offenlegungstag: 2. 2. 89

Behördeneigentlich

DE 3824091 A1

30 Unionspriorität: 32 33 31
16.07.87 JP P 62-177410

71 Anmelder:
Kabushiki Kaisha Toshiba, Kawasaki, Kanagawa, JP

74 Vertreter:
Henkel, G., Dr.phil.; Feiler, L., Dr.rer.nat.; Hänzle, W.,
Dipl.-Ing.; Kottmann, D., Dipl.-Ing., Pat.-Anwälte,
8000 München

72 Erfinder:
Ogura, Yoichi, Hino, Tokio/Tokyo, JP

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

54 Verstärkerschaltung mit veränderlichem Verstärkungsfaktor

Ein Verstärker mit veränderlichem Verstärkungsfaktor zum Kompensieren einer Amplituden-Frequenzansprechkennlinie eines Eingangssignals, das durch eine Übertragungsstrecke mit einer vorbestimmten Dämpfungskennlinie übertragen ist, umfaßt einen ersten Verstärker (10) zum Verstärken des Eingangssignals (V_i) mit einer im wesentlichen flachen Amplituden-Frequenzansprechkennlinie, einen zweiten Verstärker (20) zum Verstärken des Eingangssignals (V_i) mit einer vorbestimmten Amplituden-Frequenzansprechkennlinie entsprechend der Dämpfungskennlinie der Übertragungsstrecke (1), eine Addierschaltung (30, 40, 50) zum wechselseitigen Pegelsteuern der durch den ersten und zweiten Verstärker (10, 20) verstärkten Signale (E_{10} , E_{20}), so daß ein Pegel eines (E_{10}) der Signale vergrößert wird, wenn ein Pegel des anderen Signals (E_{20}) vermindert wird, und zum Addieren der pegelgesteuerten Signale miteinander, und eine Addier-Steuereinheit (60) zum variablen Einstellen einer Bestimmungsgröße (V_x) der durch die Addierschaltung vorgenommenen Pegelsteuerung entsprechend einer Leitungslänge der Übertragungsstrecke (1).

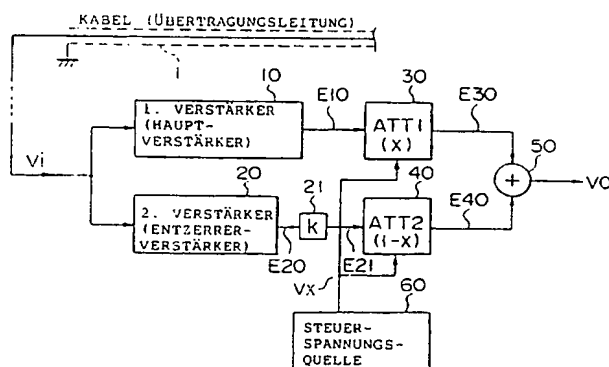


FIG. 1

DE 3824091 A1

Patentansprüche

1. Schaltung zum Kompensieren einer Frequenzkennlinie eines Übertragungssignales (V_i), das durch eine Übertragungsstrecke (l) mit einer vorbestimmten Übertragungskennlinie übertragen ist, gekennzeichnet durch

eine erste Einrichtung (10, 30) mit einer ersten Frequenzkennlinie und einem ersten vorbestimmten Verstärkungsfaktor zum Ausgeben eines ersten Signales (E_{30}), das durch Ändern einer Amplitude des Übertragungssignales (V_i) mit einem ersten Koeffizienten (x) entsprechend einem vorbestimmten Steuersignal (V_x) erhalten ist, eine zweite Einrichtung (20, 21, 40) mit einer zweiten vorbestimmten Frequenzkennlinie und einem zweiten vorbestimmten Verstärkungsfaktor zum Ausgeben eines zweiten Signales (E_{20}), das durch Ändern einer Amplitude des Übertragungssignales (V_i) mit einem zweiten Koeffizienten ($1-x$) erhalten ist, wobei die zweite vorbestimmte Frequenzkennlinie (Fig. 3) eine Kennlinie (Fig. 10) abhängig von einer Länge der Übertragungsstrecke (l) kompensiert und eine Größe des zweiten Koeffizienten ($1-x$) verringert ist, wenn eine Größe des ersten Koeffizienten (x) anwächst, und anwächst wenn die Größe des ersten Koeffizienten (x) verringert und eine Synthetisier- bzw. Zusammsetzeinrichtung (50), die mit der ersten und der zweiten Einrichtung (30, 40) gekoppelt ist, um ein synthetisches bzw. zusammengesetztes Signal (VO) des ersten Signales (E_{30}) und des zweiten Signales (E_{40}) zu liefern.

2. Schaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Übertragungsstrecke (l) eine Dämpfungsfrequenzkennlinie zum Dämpfen des Übertragungssignales (V_i) im wesentlichen umgekehrt proportional zu \sqrt{f} hat, wobei f die Frequenz des Übertragungssignales (V_i) ist, und daß die erste vorbestimmte Frequenzkennlinie, die innerhalb eines gegebenen Kompensationsfrequenzbereiches definiert ist, in welchem die Dämpfungsfrequenzkennlinie zu kompensieren ist, im wesentlichen flach verläuft.

3. Schaltung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die zweite vorbestimmte Frequenzkennlinie innerhalb des Kompensationsfrequenzbereiches eine Frequenzkennlinie zum Vergrößern des Übertragungssignales (V_i) im wesentlichen proportional zu \sqrt{f} hat.

4. Schaltung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die zweite Einrichtung (20, 21, 40) aufweist:

eine Einstelleinrichtung (21) zum Einstellen eines Verhältnisses zwischen dem ersten vorbestimmten Verstärkungsfaktor bei einem vorbestimmten Frequenzteil der ersten vorbestimmten Frequenzkennlinie und des zweiten vorbestimmten Verstärkungsfaktors bei dem vorbestimmten Frequenzteil der zweiten vorbestimmten Frequenzkennlinie auf einen vorbestimmten Wert (k).

5. Schaltung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die zweite Einrichtung (20, 21, 40) aufweist:

eine Schaltereinrichtung (SW) zum Auswählen als die zweite vorbestimmte Frequenzkennlinie innerhalb des Kompensationsfrequenzbereiches aus entweder einer im wesentlichen flachen Frequenzkennlinie oder einer Frequenzkennlinie der Zunah-

me des Übertragungssignales (V_i) proportional zu \sqrt{f} .

6. Schaltung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die ersten und zweiten Koeffizienten (x , $1-x$) so bestimmt sind, daß eine Summe des ersten Koeffizienten (x) und des zweiten Koeffizienten ($1-x$) im wesentlichen einen vorbestimmten konstanten Wert ($x + 1 - x = 1$) ergibt.

7. Schaltung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß die Synthetisiereinrichtung (50) umfaßt:

eine Addiereinrichtung (50) zum Addieren des zweiten Signales (E_{40}) zum ersten Signal (E_{30}), um das synthetische oder zusammengesetzte Signal (VO) zu erhalten.

Beschreibung

Die Erfindung betrifft eine Verstärkerschaltung mit veränderlichem Verstärkungsfaktor zum Durchführen einer Signal- oder Wellenformverzerrung eines durch eine Übertragungsstrecke gedämpften Signales bei einem Relaisanschluß und/oder einem Empfangsanschluß eines Kommunikations- oder Nachrichtennetzes.

In jüngster Zeit wurde eine große Anzahl von Ortsbereichsnetzwerken (LAN = Local Area Network) hergestellt, um die gewachsenen Nachrichtenforderungen zu befriedigen. In einem Ortsbereichsnetzwerk wird ein Koaxialkabel oder eine optische Faser im allgemeinen als eine Übertragungsstrecke eingesetzt. Von den beiden Arten von Übertragungsstrecken ist aufgrund des Skineffektes die Dämpfung im Koaxialkabel mit zunehmender Frequenz erhöht. Da die Dämpfungsgröße proportional zur Wurzel der Frequenz zunimmt, wird dies als \sqrt{f} -Kennlinie bezeichnet.

Fig. 10 zeigt die \sqrt{f} -Kennlinie eines 3C-2T- (oder 3C-2V) Koaxialkabels. Die Dämpfungsgröße L (dB) wird wie folgt dargestellt, wenn angenommen wird, daß die Frequenz f (MHz) beträgt und die Kabellänge den Wert l (km) hat:

$$L \approx 12.7 \sqrt{f l} \text{ [dB]} \quad (1)$$

Wenn das Koaxialkabel als eine Übertragungsstrecke verwendet wird, ist ein durch die Strecke verlaufendes Signal einer Dämpfung der Amplitude sowie einer Wellenformverzerrung unterworfen. Daher ist auf der Empfangsseite ein Verstärker mit veränderlichem Verstärkungsfaktor vorgesehen, der eine Verstärkungskennlinie zum Kompensieren der \sqrt{f} -Kennlinie hat und der eine Rückkopplungssteuerung bzw. Regelung entsprechend einer Änderung in der Kabellänge durchführt, so daß der aufgebaute Signalpegel konstant gehalten wird, und der eine Wellenformverzerrung eines Empfangssignales vornimmt.

Fig. 11 zeigt den Aufbau eines derartigen herkömmlichen Verstärkers mit veränderlichem Verstärkungsfaktor. Dieser Verstärker hat eine Varaktor- oder Kapazitätsdiode CD , deren Kapazitätswert von außen durch eine veränderliche Steuerspannung V_{cd} gesteuert ist, um dadurch die Amplituden/Frequenz-Kennlinie eines eingespeisten Empfangssignales V_i zu kompensieren.

In diesem Fall ist eine Emitterschaltung eines Transistors TR ersatzschaltungsmäßig durch eine in Fig. 12 gezeigte Anordnung dargestellt, und ihre Impedanz $Z(f)$ wird durch die folgende Gleichung wiedergegeben, wobei angenommen wird, daß ein Emittterwiderstand $RE = aR$ beträgt und daß die Ersatzkapazität der in

Reihe verbundenen Kapazitäten C^* und C_d durch C gegeben ist, mit C_d = Kapazität der Diode CD :

$$Z(f) = \frac{1 + j\omega CR}{1 + j\omega CR(1 + a)} \quad (2)$$

Entsprechend der Gleichung (2) ist ein Wechselstrom-Ausgangssignal v_o des obigen Verstärkers mit veränderlichem Verstärkungsfaktor wie folgt dargestellt:

$$v_o = \frac{1 + j\omega CR(1 + a)}{aR(1 + j\omega CR)} RL \cdot v_i \quad (3)$$

Fig. 13 zeigt eine Amplituden/Frequenz-Ansprechkennlinie eines Verstärkungsgrades v_o/v_i , der aus Gleichung (3) erhalten ist. Wie aus der Fig. 13 zu ersehen ist, können der Steigerungsbetrag $((1 + a)RL/aR)$ im Verstärkungsfaktor, der Pol $(1/CR)$ und der Nullpunkt $(1/CR(1 + a))$ in einem Hochfrequenzbereich alle auf vorgeschriebene Werte eingestellt werden, indem in geeigneter Weise a und R gewählt werden. In der Praxis sind eine geeignete Anzahl von Verstärkern mit veränderlichem Verstärkungsfaktor in Kaskade geschaltet, so daß die Genauigkeit der mit \sqrt{f} zunehmenden Kennlinie in der gesamten Amplituden/Frequenz-Ansprechkennlinie verbessert ist.

Wenn angenommen wird, daß die Kabellänge von ℓ_1 nach ℓ_2 verändert wird, so ist die Dämpfungsgröße L entsprechend Gleichung (1) wie folgt gegeben:

$$L = 12.7 \ell_2 \sqrt{f} = 12.7 \ell_1 \sqrt{(\ell_2/\ell_1) f} \quad (4)$$

Wie aus der Gleichung (4) zu ersehen ist, ist eine Änderung der Kabellänge um $\Delta \ell (= \ell_2 - \ell_1)$ gleichwertig zu einer Änderung der Frequenz von f nach $f(\ell_2/\ell_1)^2$. Daher kann durch Ändern von C in Fig. 13 die Frequenzansprechkurve von 1 nach 2 gleiten, so daß die Kompensationskennlinie der Änderung in der tatsächlichen Kabellänge folgen kann. In diesem Fall ist die Beziehung zwischen den Änderungen in c und ℓ durch die folgende Gleichung dargestellt:

$$c_2/c_1 = (\ell_2/\ell_1)^2 \quad (5)$$

Da sich jedoch die Kapazität der Kapazitätsdiode bis zu einem Höchstwert von 10mal ändert, ist die Änderung in der Kabellänge, die durch die Kapazitätsdiode kompensiert werden kann, auf einen Wert von ungefähr 3mal ($\sqrt{10}$ mal) begrenzt. Wenn angenommen wird, daß die maximale Kabellänge ℓ_{max} beträgt, kann aus diesem Grund der Bereich von $1/3 \ell_{max}$ bis ℓ_{max} kompensiert werden, und der Bereich unter $1/3 \ell_{max}$ kann nicht kompensiert werden. Um daher eine automatische Entzerrung über der gesamten Kabellänge durchzuführen, muß eine Pseudo- oder Scheinleitung (beispielsweise ein LCR-Netzwerk) von $1/3 \ell_{max}$ oder mehr vor dem Verstärker mit veränderlichem Verstärkungsfaktor vorgesehen und entsprechend der Kabellänge automatisch eingefügt/entfernt werden. In diesem Fall ist jedoch die Abmessung einer Schaltung vergrößert, und die Frequenzansprech- bzw. Frequenzgang-Kompensationssteuerung ist kompliziert. Folglich ist es schwierig, die gesamte Schaltungsanordnung in einer IC-Anordnung zu realisieren, was zu einem ernststen Nachteil führt.

Wie oben beschrieben wurde, wird gemäß der Schaltung von Fig. 11 eine Kennlinienkompensation mittels

einer Kapazitätsdiode durchgeführt. Da der veränderliche Bereich des Kapazitätswertes der Kapazitätsdiode nicht ausreichend ist, ist der Bereich der Kabellänge, in welchem die \sqrt{f} -Kennlinie kompensiert werden kann, begrenzt. Um daher eine automatische Kompensation für ein kurzes Kabel zu erzielen, muß eine Pseudo- oder Scheinleitung vorgesehen werden, welche automatisch einzufügen bzw. zu entfernen ist. Als Ergebnis ist die Abmessung einer Schaltung gesteigert, die Steuerung ist kompliziert und eine IC-Anordnung der gesamten Schaltung ist schwierig zu realisieren.

Es ist daher Aufgabe der vorliegenden Erfindung, einen Verstärker mit veränderlichem Verstärkungsfaktor vorzusehen, der die gesamte Länge einer Übertragungsstrecke ohne Verwendung einer Pseudo- oder Scheinleitung kompensieren kann, um so eine kompakte und einfache Steuerung zu erlauben und eine leichte Schaltungsintegration zu ermöglichen.

Diese Aufgabe wird bei einer Kompensationsschaltung nach dem Oberbegriff des Patentanspruches 1 erfindungsgemäß durch die in dessen kennzeichnendem Teil enthaltenen Merkmale gelöst.

Vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung ergeben sich insbesondere aus den Patentansprüchen 2 bis 7.

Die erfindungsgemäße Schaltung hat also einen ersten Verstärker mit einer flachen Amplituden-Frequenz-Kennlinie, die nicht immer von der Kennlinie einer Übertragungsstrecke abhängt, und einen zweiten Verstärker mit einer vorbestimmten Amplituden-Frequenz-Ansprechkennlinie entsprechend der Dämpfungskennlinie einer Übertragungsstrecke. Durch die Übertragungsstrecke übertragene Signale werden zu den Verstärkern gespeist, um verstärkt zu werden. Ein Addierer ist nach dem ersten und zweiten Verstärker vorgesehen. In dem Addierer werden die durch den ersten und zweiten Verstärker verstärkten Signale wechselseitig pegelgesteuert und dann miteinander addiert (in der wechselseitigen Pegelsteuerung wird, wenn ein Eingangspegel erhöht ist, der andere Eingangspegel vermindert, und umgekehrt). Der Pegel der durch den Addierer durchgeführten wechselseitigen Steuerung kann veränderlich entsprechend der Leitungslänge der Übertragungsstrecke eingestellt werden.

Als Ergebnis werden ein durch den ersten Verstärker verstärktes Signal und ein durch den zweiten Verstärker verstärktes Signal mit einer Amplituden-Frequenz-Ansprechkennlinie entsprechend der Dämpfungskennlinie einer Übertragungsstrecke wechselseitig pegelgesteuert bei einem Verhältnis entsprechend der Leitungslänge und der Leitungskennlinie der Übertragungsstrecke und miteinander im Addierer addiert, um ein Ausgangssignal zu liefern. Dann kann die Dämpfungskennlinie eines übertragenen Signales tatsächlich über der gesamten Länge der Übertragungsstrecke kompensiert werden. Somit braucht keine Pseudo- oder Scheinleitung eingefügt/gelöst zu werden wie bei der eine Kapazitätsdiode verwendenden herkömmlichen Schaltung, und die Abmessung der Schaltung kann dadurch kompakt gemacht, die Steuerung vereinfacht und eine IC-Ausführung leicht realisiert werden.

Nachfolgend wird die Erfindung anhand der Zeichnung näher erläutert. Es zeigt

Fig. 1 ein Blockschaltbild mit einer ersten Grundaussführung eines Verstärkers mit veränderlichem Verstärkungsfaktor nach der vorliegenden Erfindung, wobei eine Verstärkungsfaktorsteuerspannung V_x verwendet wird,

Fig. 2 ein Schaltbild mit einem unabgeglichenen Ver-

stärker nach der Anordnung in Fig. 1, wobei eine Netzwerkschaltung 7 aus einem CR-Glied besteht,

Fig. 3 eine Kurve mit einer normierten Impedanzkennlinie der Schaltung in Fig. 2,

Fig. 4 eine Kurve mit einer Frequenzansprechkennlinie der Schaltung in Fig. 2,

Fig. 5 ein Blockdiagramm eines automatischen Verstärkers mit veränderlichem Verstärkungsfaktor, der erhalten ist, indem drei Verstärker mit veränderlichem Verstärkungsfaktor mit der Anordnung von Fig. 1 in Kaskade verbunden sind,

Fig. 6A bis 6C Kurven mit drei Arten einer \sqrt{f} -Kompensationskennlinie des automatischen Verstärkers mit veränderlichem Verstärkungsfaktor in Fig. 5,

Fig. 7 ein Schaltbild eines abgeglichenen Verstärkers nach der Anordnung in Fig. 1, wobei eine Netzwerkschaltung 7 aus einem CR-Glied gebildet ist,

Fig. 8 ein Schaltbild mit einer Abwandlung der Netzwerkschaltung 7 in Fig. 2,

Fig. 9 ein Schaltbild einer anderen Abwandlung der Netzwerkschaltung 7 in Fig. 2, wobei deren Frequenzansprechkennlinie geschaltet werden kann,

Fig. 10 eine Kurve mit der Beziehung zwischen einer Kabeldämpfung und einer Signalfrequenz, wobei die Länge eines Koaxialkabels als Parameter dient,

Fig. 11 ein Schaltbild eines herkömmlichen Verstärkers mit veränderlichem Verstärkungsfaktor,

Fig. 12 ein Ersatzschaltbild einer in Fig. 11 verwendeten Netzwerkschaltung,

Fig. 13 eine Kurve mit einer Frequenzansprechkennlinie der Schaltung in Fig. 11,

Fig. 14 ein Blockschaltbild mit einer zweiten Grundanordnung eines Verstärkers mit veränderlichem Verstärkungsfaktor nach der vorliegenden Erfindung, wobei zwei Verstärkungsfaktorsteuerspannungen V_x und V_y verwendet werden,

Fig. 15 ein Blockdiagramm mit einer dritten Grundanordnung eines Verstärkers mit veränderlichem Verstärkungsfaktor nach der vorliegenden Erfindung, wobei drei Verstärkungsfaktorsteuerspannungen V_x , V_y und V_z verwendet werden,

Fig. 16 ein Schaltbild einer Abwandlung der Schaltung in Fig. 2, wobei eine Netzwerkschaltung 7 aus einem Kondensator C und einem einen Transistor $TR 7$ verwendenden aktiven Induktor (aktive Induktivität) besteht und

Fig. 17 ein Schaltbild einer Abwandlung der Schaltung in Fig. 7, wobei Netzwerkschaltungen 7 und 7* aus einer CR-überbrückten T-Schaltung bzw. einer CR-Reihenschaltung bestehen.

Fig. 1 ist ein Blockschaltbild eines Verstärkers mit veränderlichem Verstärkungsfaktor nach einem Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung. Dieser Verstärker wird auf ein Koaxialkabel 1 angewandt und umfaßt einen ersten Verstärker (Hauptverstärker) 10 mit einer flachen Amplituden-Frequenzansprechkennlinie, einen zweiten Verstärker (Entzerrerverstärker) 20 mit einer Amplituden-Frequenzansprechkennlinie, die durch Annähern der \sqrt{f} -Kennlinie erhalten ist, extern spannungsgesteuerte veränderliche Dämpfungsglieder ($ATT 1$ und $ATT 2$) 30 und 40, die jeweils nach den Verstärkern 10 und 20 vorgesehen sind, eine gegebenenfalls zwischen den Verstärker 20 und das Dämpfungsglied 40 eingefügte Koeffizienteneinheit 21, einen Addierer 50 zum Addieren der Ausgangssignale von den Dämpfungsgliedern 30 und 40 und eine Spannungsquelle 60, die eine Spannungsquelle V_x an die Dämpfungsglieder 30 und 40 liefert. Die Dämpfungs-

glieder 30 und 40 sind so angeordnet, daß sich deren Dämpfungsgrößen in entgegengesetzten Richtungen ändern, d. h., sie ändern sich wechselseitig wie eine Schaukel. Mit anderen Worten, der Pegel eines Ausgangssignales $E 10$ vom Verstärker 10 und derjenige eines Signales $E 21$, das durch Ändern eines Ausgangssignales $E 20$ vom Verstärker 20 durch einen Koeffizienten k der Koeffizienteneinheit 21 erhalten ist, sind aufgrund einer Spannungssteuerung V_x gesteuert. Eine Steuereinheit 6 erzeugt ein Dämpfungsgrößeneinstellsignal (d. h. eine Spannungssteuerung V_x) entsprechend der Länge eines als eine Übertragungsstrecke verwendeten Koaxialkabels 1 und speist dann das Signal V_x zu den Dämpfungsgliedern 30 und 40.

Die Spannungssteuerung V_x kann durch ein entsprechendes Stromsignal ersetzt werden. Obwohl der Koeffizient k der Koeffizienteneinheit 21 gewöhnlich auf "1" eingestellt ist, kann zusätzlich ein anderer Koeffizient k als "1" gewählt werden. Das Verhältnis des Ausgangssignales vom Dämpfungsglied $ATT 1$ zu demjenigen vom Dämpfungsglied $ATT 2$ kann bei Bedarf entsprechend dem Koeffizienten k mit einem anderen Wert als "1" verändert werden. Weiterhin kann ein Hauptverstärker mit einem veränderlichen Verstärkungsfaktor " x ", der einer Kombination des Verstärkers 10 und des Dämpfungsgliedes $ATT 1$ entspricht, zusammen mit einem Entzerrerverstärker mit einem veränderlichen Verstärkungsfaktor " $(1-x)$ " verwendet werden, welcher einer Kombination des Verstärkers 20 und des Dämpfungsgliedes $ATT 2$ entspricht, so daß die beiden Ausgangssignale vom Hauptverstärker und vom Entzerrerverstärker beim Addierer 50 gemischt werden.

Fig. 2 ist ein Schaltbild eines Ausführungsbeispiels des obigen Verstärkers mit veränderlichem Verstärkungsfaktor, der durch diskrete Schaltungsteile gebildet ist. Diese Schaltung umfaßt Transistoren $TR 1$ und $TR 2$ zum Empfangen einer Empfangssignaleingangsspannung V_i und zum Umsetzen dieser Spannung in einem Strom I_1 . Eine Netzwerkschaltung 7 und ein Widerstand RB sind mit den Emittern der Transistoren $TR 1$ bzw. $TR 2$ verbunden.

Die Schaltung 7 liefert die \sqrt{f} -Frequenzansprechkennlinie des Koaxialkabels 1 für den durch den Transistor $TR 1$ fließenden Signalstrom $E 1$. In der Schaltung 7 sind ein Emittterwiderstand RE und eine Reihenschaltung eines Kondensators C und eines Widerstandes R parallel verbunden.

Differentialschaltungen mit einem Paar von Transistoren $TR 3$ und $TR 4$ und einem Paar von Transistoren $TR 5$ und $TR 6$ sind mit den Kollektoren des Transistors $TR 1$ bzw. $TR 2$ verbunden. Ein von der Spannungssteuerung 60 eingespeistes Dämpfungsgrößeneinstellsignal V_x liegt als Spannung VC an der Basis jedes der Transistoren $TR 3$ und $TR 5$. Inzwischen ist das Signal V_x in eine phasenumgekehrte Spannung VR über einen Inverter INV umgesetzt, und die Spannung VR liegt an der Basis jedes der Transistoren $TR 4$ und $TR 6$. Abhängig von diesen komplementären Spannungen VC und VR fließen Signalströme I_1 und I_2 in die Transistoren $TR 3$ und $TR 4$ sowie in die Transistoren $TR 5$ und $TR 6$ bei einem Verhältnis von $x : (1-x)$. Spannungen entsprechend der Summe der durch die Transistoren $TR 3$ und $TR 6$ fließenden Signalströme I_3 und I_6 werden bei einem Lastwiderstand RL addiert und als kompensierte Empfangssignalspannung VO ausgegeben.

Bei der obigen Anordnung ist die Impedanz $Z(f)$ der Netzwerkschaltung 7 wie folgt dargestellt, wobei angenommen wird, daß der Emittterwiderstand $RE = aR$ be-

trägt:

$$Z(f) = aR \frac{1 + j\omega CR}{1 + j\omega CR(1 + a)} \quad (11)$$

Aus diesem Grund ist der Kollektorstrom I_1 des Transistors $TR 1$ wie folgt gegeben:

$$I_1 = \frac{V_i}{Z(f)} = \frac{1 + j\omega CR(1 + a)}{aR(1 + j\omega CR)} V_i \quad (12)$$

Wenn $Z(f)$ durch $Z(0)$ normiert und $\Omega = \omega CR$ in Gleichung (12) eingesetzt wird, so wird die folgende Beziehung erhalten:

$$Z_0(\Omega) = \frac{Z(\Omega)}{Z(0)} = \frac{1 + j\Omega}{1 + j\Omega(1 + a)} \quad (13)$$

Fig. 3 zeigt einen Kehrwert von Gleichung (13), wobei a als ein Parameter genommen ist. Ein Verstärkungsfaktor in einem Hochfrequenzbereich ($\Omega \geq 0,1$) kann durch geeignetes Wählen des Wertes von a angehoben werden. Die Kennlinie von Fig. 3 hat die gleiche Kurve wie diejenige, die durch Gleichung (13) erhalten ist, und die \sqrt{f} -Kennlinie kann kompensiert werden, indem eine oder mehrere der Schaltungen von Fig. 2, in welcher a geeignet eingestellt ist, in Kaskade verbunden werden.

Ein durch den Transistor $TR 1$ fließender Empfangssignalstrom I_1 ist gegeben durch die \sqrt{f} -ansprechgehobene Kennlinie der Netzwerkschaltung 7. Der durch den Transistor $TR 1$ fließende Empfangssignalstrom I_1 wird mit einem Verhältnis von $x : (1 - x)$ durch die Transistoren $TR 3$ und $TR 4$ gemäß Komplementärspannungen V_C und V_R des Dämpfungseinstellsignales V_x geteilt. Somit fließt ein Strom xI_1 durch den Kollektor des Transistors $TR 3$ ($I_3 = xI_1$), und ein Strom $(1 - x)I_1$ fließt durch den Kollektor des Transistors $TR 4$ ($I_4 = (1 - x)I_1$).

Der Empfangssignalstrom I_2 , der einer Spannungs/Stromumsetzung durch den Transistor $TR 2$ unterworfen ist, ist gegeben als eine flache Amplituden-Frequenzkennlinie durch den Widerstand RB und wird geteilt bei einem Verhältnis von $x : (1 - x)$ durch die Transistoren $TR 5$ und $TR 6$. Der Kollektorstrom von $(1 - x)I_2$ fließt dann durch den Transistor $TR 6$. Ein Spannungswert entsprechend dem Kollektorstrom I_6 des Transistors $TR 6$ wird zu einem Spannungswert entsprechend dem Kollektorstrom I_3 des Transistors $TR 3$ addiert. Nach dieser Addition wird eine Signalspannung VO wie folgt dargestellt:

$$\begin{aligned} V_O &= \{xI_1 + (1 - x)I_2\}RL \\ &= x \frac{1 + j\omega CR(1 + a)}{aR(1 + j\omega CR)} RL V_i + (1 - x)RL V_i / RB \\ &= \frac{aR + x(RB - aR)}{aR(1 + j\omega CR) \cdot RB} RL V_i \\ &+ \frac{j\omega CR[aR + x\{(1 + a)RB - aR\}]}{aR(1 + j\omega CR) \cdot RB} RL V_i \quad (14) \end{aligned}$$

Wenn $RB = aR$ eingesetzt wird, kann die Ausgangsspannung VO wie folgt erhalten werden:

$$V_O = \frac{1 + j\omega CR(1 + xa)}{aR(1 + j\omega CR)} RL V_i \quad (15)$$

Gleichung (15) entspricht Gleichung (12) mit der Ausnahme, daß RL als ein Koeffizient vorhanden und a durch xa ersetzt ist. Daher kann, wie aus Gleichung (15) folgt, die Frequenzansprechkennlinie des Ausgangssignales VO bezüglich des Empfangseingangssignales V_i verändert werden, indem der Stromteilungsparameter x geändert wird. Die Dämpfungskennlinie wird entsprechend der Länge des Koaxialkabels dadurch kompensiert.

Fig. 4 zeigt die Frequenzansprechkennlinie einer normierten Impedanz in Gleichung (12), wobei a als Parameter verwendet wird. Wie aus der Fig. 4 zu ersehen ist, kann, wenn zwei oder drei Verstärker mit den obigen Frequenzansprechkennlinien verbunden sind, die \sqrt{f} -Kennlinie des Koaxialkabels angenähert werden. Als Ergebnis kann die durch die \sqrt{f} -Kennlinie des Koaxialkabels verursachte Dämpfung mit einer hohen Genauigkeit über einem weiten Frequenzbereich kompensiert werden.

Nebenbei kann eine Impedanzschaltung, wie beispielsweise ein in der Netzwerkschaltung 7 enthaltenes CR -Glied parallel zu dem Emitterwiderstand RB des in Fig. 2 gezeigten Transistors $TR 2$ geschaltet werden, so daß der zweite Verstärker 20 ($TR 5$, $TR 6$) eine Frequenzansprechkennlinie hat, die ähnlich zu der Kurve eines in Fig. 4 gezeigten kleinen Parameters " x " ist.

Fig. 5 ist ein Blockschaltbild einer Schaltung mit automatisch gesteuertem Verstärkungsfaktor, bei der drei Verstärker mit jeweils einer Schaltungskonfiguration von Fig. 1 oder Fig. 2 verbunden sind. In dieser Steuerungsspannungsquelle wird ein durch das Koaxialkabel 1 übertragenes Signal V_i auf einen vorbestimmten Pegel durch das Dämpfungsglied (ATT) 11 gedämpft. Die Amplituden-Frequenzansprechkennlinien der Ausgangssignale VO_1 , VO_2 und VO_3 werden durch VCA-1 12, VCA-2 13 und VCA-3 14 kompensiert, und das frequenzkompensierte Ausgangssignal V_{out} wird dann durch den Ausgangsverstärker 15 geliefert. Ein Spitzenwert des vom Ausgangsverstärker 15 ausgehenden Signales wird durch einen Spitzenwertdetektor 16 erfaßt, und eine Differenzspannung zwischen der Spitzenwert-Erfassungsspannung und einer Bezugsspannung einer Bezugsspannungsquelle 18 wird als eine Steuerspannung V_x erfaßt, die dann zu VCA-1 12, VCA-2 13 und VCA-3 14 gegengekoppelt (negativ rückgekoppelt) wird. Als Ergebnis können die Verstärkungsfaktoren von VCA-1 12, VCA-2 13 und VCA-3 14 (VCA = spannungsgesteuerter Verstärker) veränderlich so gesteuert werden, daß die Amplitude des Ausgangssignales konstant gehalten wird (es sei darauf hingewiesen, daß die Schaltungen 16 bis 18 in Fig. 5 der Spannungsquelle 60 in Fig. 1 entsprechen).

Mit der obigen Anordnung hat jeder der Verstärker VCA-1 12, VCA-2 13 und VCA-3 14 seinen eigenen Kompensationsfrequenzbereich und kompensiert die Frequenzansprechkennlinie des Empfangssignales in jedem Frequenzbereich. Daher kann, wie oben beschrieben wurde, eine Kompensation über einem weiten Frequenzbereich mit hoher Genauigkeit durchgeführt werden.

Die Fig. 6A bis 6C zeigen Änderungen in Kompensationsdämpfungsgrößen bezüglich Änderungen in Frequenzen, die erhalten werden, wenn Probenlängen eines 3C-2T-Koaxialkabels zu 600 m, 400 m bzw. 200 m gewählt werden. Wie aus den in den Fig. 6A bis 6C gezeigten Kennlinien ersichtlich ist, kann mit der obigen Schaltung mit automatisch gesteuertem Verstärkungsfaktor mit den drei Verstärkern mit veränderlichem Verstär-

kungsfaktor die Frequenzansprechkennlinie für hohe Werte wie 10 MHz kompensiert werden, während eine Welligkeit im Ansprechverhalten bzw. Frequenzgang auf ± 1 dB beschränkt ist.

Es sei darauf hingewiesen, daß die vorliegende Erfindung nicht auf die obige Anordnung beschränkt ist. Beispielsweise hat im obigem Ausführungsbeispiel der Verstärker mit veränderlichem Verstärkungsfaktor einen für diskrete Teile geeigneten Aufbau. Jedoch können, wie in Fig. 7 gezeigt ist, die Signaleingangs- und -ausgangsabschnitte eine Differenzverstärkeranordnung haben, die für eine Realisierung in einer IC-Anordnung geeignet ist.

Zusätzlich kann die Netzwerkschaltung aufgebaut werden, wie dies in Fig. 8 gezeigt ist. In diesem Fall wird die Impedanz $Z(f)$ der Netzwerkschaltung 7 wie folgt dargestellt:

$$\begin{aligned} Z(f) &= R1 + R2 \parallel (j\omega C2) - 1 \\ &= R1 + \frac{R2}{1 + j\omega C2 R2} \\ &= \frac{R1 + R2 + j\omega C2 R1 R2}{1 + j\omega C2 R2} \\ &= (R1 + R2) \times \frac{1 + j\omega C2 (R1 \parallel R2)}{1 + j\omega C2 R2} \quad (16) \end{aligned}$$

Wenn die obige Gleichung (16) mit der Gleichung (2) verglichen wird, so können die folgenden Beziehungen gewonnen werden:

$$RE = aR = R1 + R2 \quad (17)$$

$$R = \frac{R1 R2}{R1 + R2} \quad (18)$$

$$C = C2 \quad (19)$$

$$a = \frac{RE}{R} = \frac{(R1 + R2)^2}{R1 R2} \quad (20)$$

In dem obigen Ausführungsbeispiel wird das Koaxialkabel als die Übertragungsstrecke verwendet. Jedoch kann die vorliegende Erfindung auch mittels einer optischen Faser ausgeführt werden. Da eine optische Faser im allgemeinen ein Frequenzansprechen mit weitem Bereich für optische Signale hat, tritt kein praktisches Problem einer Wellenformverzerrung des übertragenen optischen Signales infolge einer Frequenzansprechbereichbegrenzung für die optische Faser auf. Aus diesem Grund müssen bei optischen Nachrichten nur die Dämpfungskennlinie einer optischen Faser und die durch einen Verlust einer optischen Vorrichtung verursachte Dämpfung betrachtet werden. Daher braucht ein Verstärker mit veränderlichem Verstärkungsfaktor nicht die \sqrt{f} -Kennlinien zu haben, sondern kann eine flache Amplituden-Frequenzkennlinie besitzen.

In der Schaltung von Fig. 2 wird die \sqrt{f} -Kennlinie durch die Netzwerkschaltung 7 erhalten. In der Schaltung von Fig. 9 werden jedoch der Kondensator 9 und der Widerstand R als externe Bauelemente verwendet, die an einen IC (integrierte Schaltung) einer Schaltung mit automatisch gesteuertem Verstärkungsfaktor für optische Nachrichten angeschlossen sind. Die Zeitkonstante eines CR-Gliedes in Fig. 9 kann einen ausreichend großen Wert haben, um den Pol der Frequenzkompensationskennlinie zu einem niederfrequenten Be-

reich zu bewegen, damit so eine im wesentlichen flache Frequenzansprechkennlinie in einem tatsächlichen Betriebsbereich erhalten wird, oder das Bauelement C kann durch einen Schalter SW kurzgeschlossen werden, um eine flache Amplituden-Frequenzansprechkennlinie zu realisieren. Es sei darauf hingewiesen, daß in diesem Fall der Wert des Widerstandes R eingestellt werden muß, um einen vorbestimmten Verstärkungsfaktor zu erzielen. Um beispielsweise einen Verstärkungsfaktor von 0 bis 20 dB zu steuern, wird der obige Wert derart eingestellt, daß der Parallelwiderstandswert des Emittterwiderstandes RE und des Widerstandes R ungefähr $1/10$ des Lastwiderstandes RL und der Widerstand $RB =$ Lastwiderstand RL werden.

Bei dieser Anordnung wird der Parameter x entsprechend der Länge einer optischen Faser eingestellt. Somit wird der Verstärkungsfaktor auf 20 dB maximiert, wenn der gesamte Kollektorstrom des Transistors $TR1$ durch den Lastwiderstand RL fließt. Der Verstärkungsfaktor wird auf 0 dB minimiert, wenn der gesamte Strom des Transistors $TR2$ durch den Lastwiderstand RL fließt.

Fig. 14 ist ein Blockdiagramm mit einer zweiten Grundanordnung eines Verstärkers mit veränderlichem Verstärkungsfaktor nach der vorliegenden Erfindung. In diesem Ausführungsbeispiel ist ein Dämpfungsglied 30 mit einem durch $(x/2 + y/2)$ dargestellten Dämpfungsverhältnis auf der Ausgangsseite ($E10$) des Hauptverstärkers 10 mit beispielsweise einer flachen Frequenzansprechkennlinie angeordnet. Ein Dämpfungsglied 40a mit einem durch $(1/2 - x/2)$ dargestellten Dämpfungsverhältnis ist über eine Koeffizienteneinheit 21a, die ein Ausgangssignal $E21a$ mit einem Koeffizienten $k1$ liefert, auf der Ausgangsseite ($E20a$) eines ersten Entzerrers 20a mit einer ersten im Hochfrequenzbereich zunehmenden Kennlinie vorgesehen. Ein Dämpfungsglied 40b mit einem durch $(1/2 - y/2)$ dargestellten Dämpfungsverhältnis ist über eine ein Ausgangssignal $E21b$ mit einem Koeffizienten $k2$ liefernde Koeffizienteneinheit 21b auf der Ausgangsseite ($E20b$) des zweiten Entzerrers 20b mit einer zweiten, im Hochfrequenzbereich zunehmenden Kennlinie angeordnet. Die Ausgangssignale $E30$, $E40a$ und $E40b$ der Dämpfungsglieder 30, 40a und 40b werden durch den Addierer 50 zusammengesetzt, um das Ausgangssignal VO zu ergeben.

Die Dämpfungsverhältnisse der Dämpfungsglieder 30, 40a und 40b sind durch zwei Arten von Verstärkungsfaktorsteuerspannungen Vx und Vy gesteuert. Wenn beispielsweise angenommen wird, daß die Dämpfungsverhältnisse $x = 1$ und $y = 1$ bei $Vx = 1$ V bzw. $Vy = 1$ V vorliegen, so wird das Dämpfungsverhältnis des Dämpfungsgliedes 30 zu 0 dB und diejenigen der Dämpfungsglieder 40a und 40b werden zu ∞ dB. In diesem Fall ist das Ausgangssignal VO lediglich $E30 = E10$.

Unter der Annahme, daß die Dämpfungsverhältnisse $x = 0$ und $y = 1$ bei $Vx = 0$ V bzw. $Vy = 1$ V vorliegen, werden die Dämpfungsverhältnisse der Dämpfungsglieder 30 und 40a jeweils -6 dB, und das Dämpfungsverhältnis des Dämpfungsgliedes 40b wird zu $-\infty$ dB. In diesem Fall wird das Ausgangssignal VO ein synthetischer Wert von $E10/2$ und $E21a/2$ ($= k1 E20a/2$). Wenn zusätzlich angenommen wird, daß Dämpfungsverhältnisse $x = 1$ und $y = 0$ bei $Vx = 1$ V und $Vy = 0$ V vorliegen, so werden die Dämpfungsverhältnisse der Dämpfungsglieder 30 und 40b jeweils -6 dB und das Dämpfungsverhältnis des Dämpfungsgliedes 40a wird zu $-\infty$ dB. In diesem Fall wird das Ausgangssignal VO

ein synthetischer Wert von $E_{10/2}$ und $E_{21b/2}$ ($= k 2E_{20b/2}$). Wenn $V_x = V_y = 0$ V vorliegt, so wird das Dämpfungsverhältnis des Dämpfungsgliedes 30 zu $-\infty$ db, die Dämpfungsverhältnisse der Dämpfungsglieder 40a und 40b werden zu -6 dB, und das Ausgangssignal VO wird ein synthetischer Wert von $E_{21a/2}$ und $E_{21b/2}$.

In der in Fig. 14 gezeigten Anordnung kann durch Ändern der Werte von V_x und V_y zwischen 0 und 1 V das Ausgangssignal VO, das ein synthetischer Wert von E_{21} , E_{21a} und E_{21b} ist, bei einem beliebigen Verhältnis erhalten werden. Da die Frequenzansprechkennlinien der Entzerrer 20a und 20b und die Koeffizienten k_1 und k_2 der Koeffizienteneinheiten 21a und 21b frei eingestellt werden können, kann eine Frequenzansprechkennlinie des Ausgangssignales VO bezüglich eines Eingangssignales V_i beliebig entsprechend einer Kombination der Werte V_x und V_y eingestellt werden.

Fig. 15 zeigt eine Abwandlung von Fig. 14, wobei drei Koeffizienteneinheiten 21a bis 21c und drei Dämpfungsglieder 40a bis 40c mit drei Entzerrern 20a bis 20c verbunden sind, und diese Dämpfungsglieder 40a bis 40c sind durch drei Verstärkungsfaktorsteuerspannungen V_x , V_y und V_z gesteuert. In der Anordnung in Fig. 15 kann ein Ausgangssignal VO durch Zusammensetzen der Ausgangssignale vom Verstärker 30 und den Koeffizienteneinheiten 40a bis 40c bei einem beliebigen Verhältnis von 0% bis 33% entsprechend einer Kombination von Verstärkungsfaktorsteuerspannungen V_x , V_y und V_z erhalten werden.

Fig. 16 zeigt eine Abwandlung der in Fig. 2 dargestellten Schaltung. Bei dieser Abwandlung umfaßt die Netzwerkschaltung 7 eine Ersatz-LC-Resonanzschaltung aus einem Kondensator C und einem aktiven Induktor (Induktivität), der einen Transistor TR 7 verwendet. Die Resonanzfrequenz f_0 der Resonanzschaltung kann durch C 10, C 20, R 10 und R 20 verändert werden, und die Güte bzw. der Q-Faktor von deren Resonanz kann durch R 10 und R 20 verändert werden. Durch Zusammenfassung der Schaltung von Fig. 16, in welcher f_0 und Q geeignet gewählt sind, und der Schaltung von Fig. 2 kann eine gewünschte \sqrt{f} -Kompensationskennlinie mit in Kaskade geschalteten Stufen erhalten werden, deren Anzahl kleiner ist als diejenige, die benötigt wird, wenn der Verstärker mit veränderlichem Verstärkungsfaktor von Fig. 2 benutzt wird.

Fig. 17 zeigt eine Abwandlung der Schaltung von Fig. 7. Bei dieser Abwandlung wird eine ein CR-Glied verwendende überbrückte T-Schaltung als Netzwerkschaltung eines ersten Verstärkers (TR 11 und TR 12) herangezogen. Wenn die überbrückte T-Schaltung auf diese Weise eingesetzt wird, kann eine Frequenzansprechkennlinie erzielt werden, die ähnlich zu der Kennlinie ist, die erhalten wird, wenn die CR-Reihenschaltung in Fig. 7 durch eine LC-Reihenresonanzschaltung ersetzt wird. Die Resonanzfrequenz f_0 (Mindestamplitude), die in der Frequenzansprechkennlinie der Schaltung in Fig. 17 auftritt, und deren Q-Faktor bzw. Güte können durch einen Koeffizienten n eines Widerstandes nR verändert werden. Es sei darauf hingewiesen, daß eine Amplitudenabnahme in der Frequenz f_0 des ersten Verstärkers im wesentlichen durch Pegelanheben durch $C^* R^*$ in der Netzwerkschaltung 7* eines zweiten Verstärkers CR 21 und CR 22 gelöscht bzw. aufgehoben werden kann.

Weiterhin können Anordnungen des ersten und des zweiten Verstärkers oder diejenigen des Addierers in verschiedener Weise abgeändert werden, ohne vom

Wesen der Erfindung abzuweichen.

Wie oben in Einzelheiten erläutert wurde, sind bei der vorliegenden Erfindung der erste Verstärker mit einer flachen Amplituden-Frequenzansprechkennlinie und der zweite Verstärker mit einer vorbestimmten Amplituden-Frequenzansprechkennlinie entsprechend einer Dämpfungskennlinie einer Übertragungsstrecke vorgesehen, um durch den Übertragungsweg dort übertragene Signale zu verstärken. Ein Addierer ist nach dem ersten und zweiten Verstärker angeordnet, um wechselseitig die durch die Verstärker verstärkten Signale Pegel zu steuern und um die gesteuerten Signale miteinander zu addieren. Eine zusätzliche Steuereinheit ist vorhanden, um variabel eine Größe einer durch den Addierer vorgenommenen Pegelsteuerung gemäß einer Leitungslänge der Übertragungsstrecke einzustellen. Als Ergebnis kann der Verstärker mit veränderlichem Verstärkungsfaktor durch lediglich Transistoren, Widerstände und Kondensatoren aufgebaut werden, ohne eine Kapazitätsdiode zu verwenden. Daher kann eine Dämpfungskennlinie kompensiert werden, um eine Wellenformverzerrung über der gesamten Leitungslänge einer Übertragungsstrecke ohne Einfügen/Entfernen einer Pseudo- oder Scheinleitung durchzuführen. Da zusätzlich eine IC-Anordnung einfach realisiert werden kann, kann die Schaltung kompakt gestaltet werden. Zusätzlich kann dieser Verstärker auf eine Vielzahl von Arten einer Übertragungsstrecke angewandt werden.

119

24 n
38 24 091
H 03 H 11/04
15. Juli 1988
2. Februar 1989

FIG. 1

FIG. 2

RUCINON OF 382401A1 1

3824091

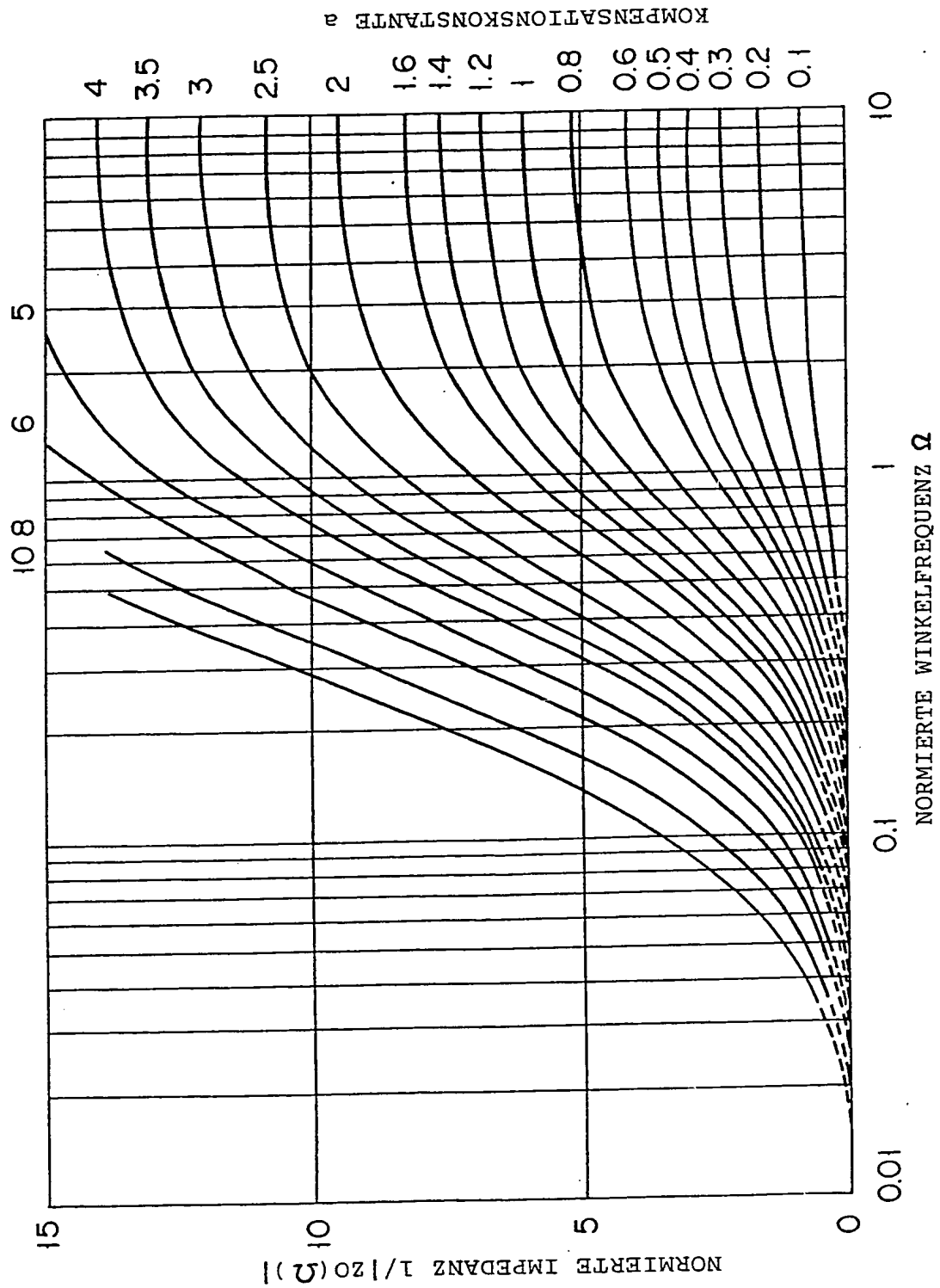


FIG. 3

20



4/9

3824091

FIG. 6A

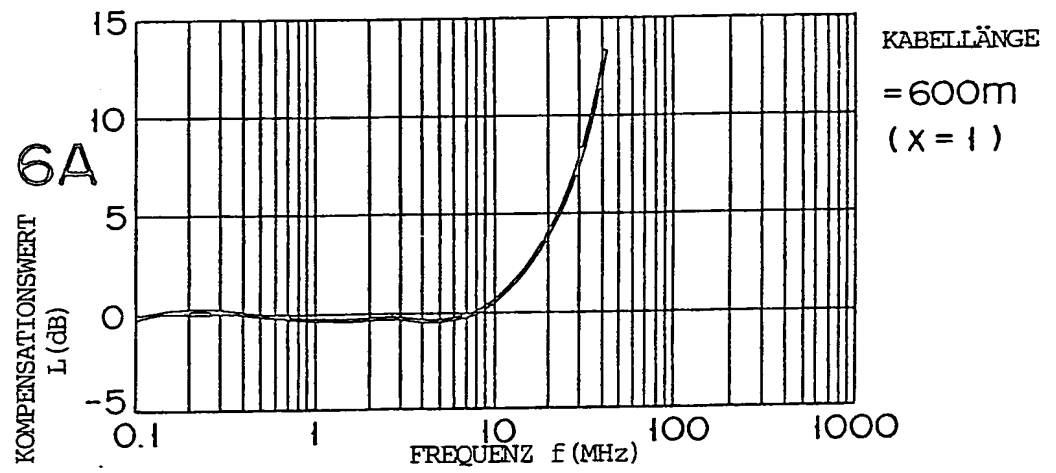


FIG. 6B

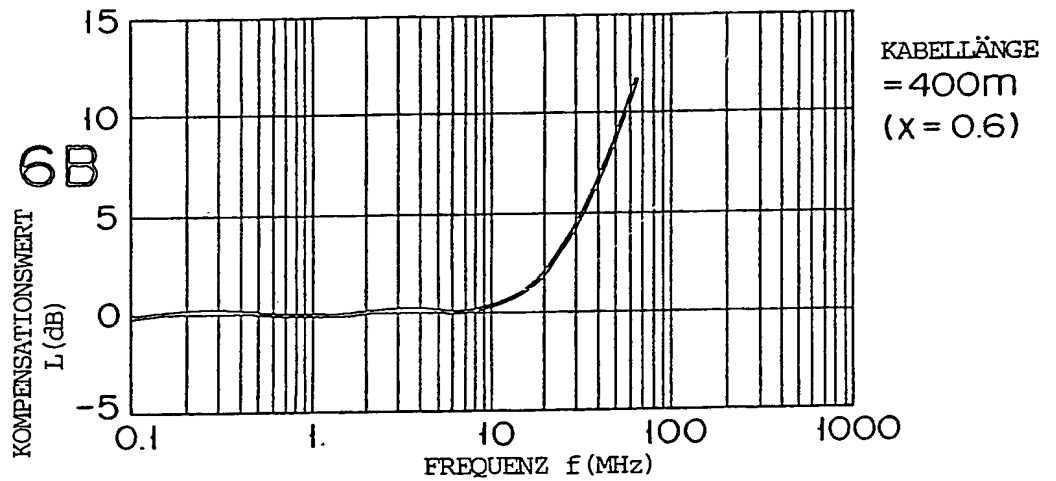
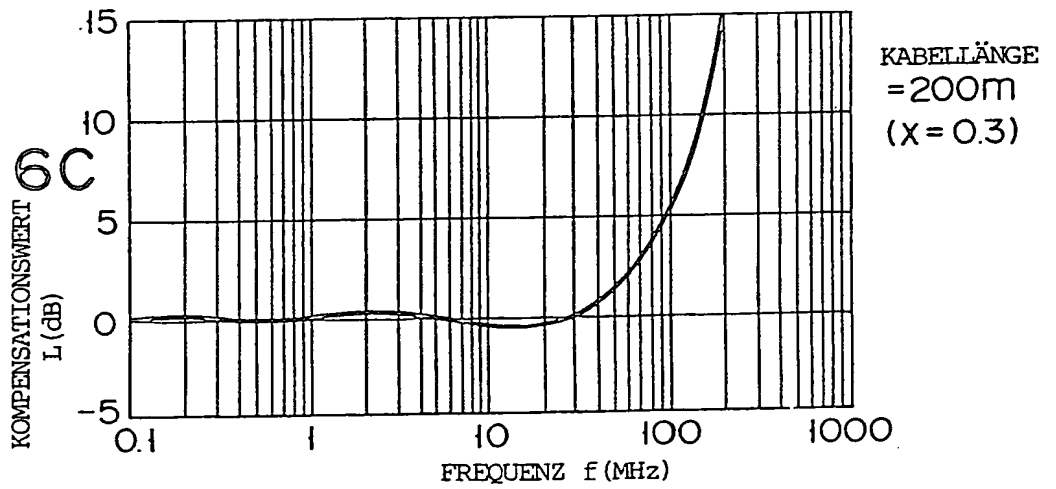


FIG. 6C



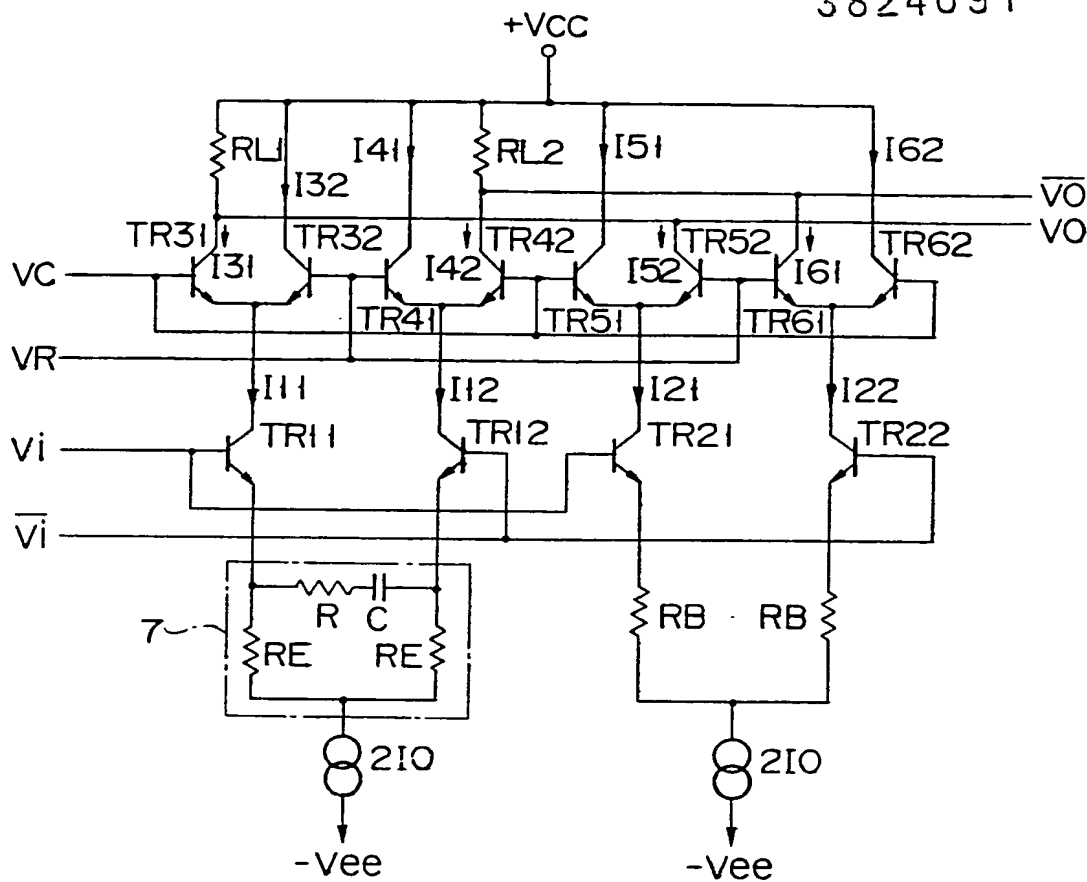


FIG. 7

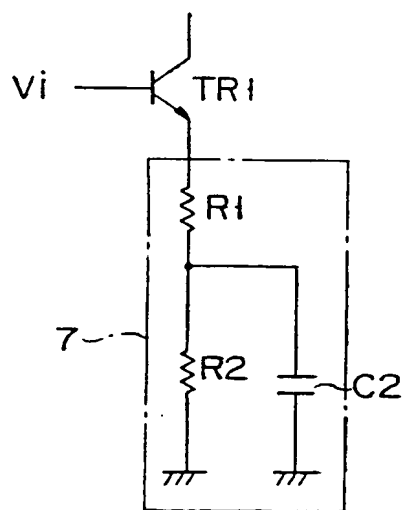


FIG. 8

6/9

3824091

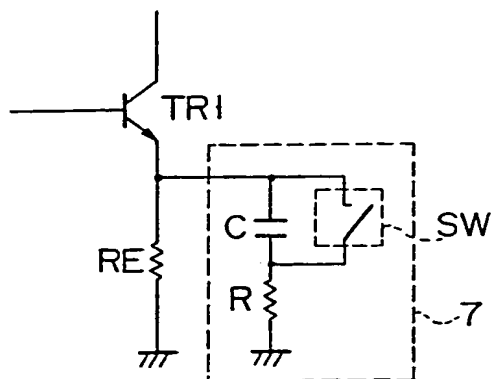


FIG. 9

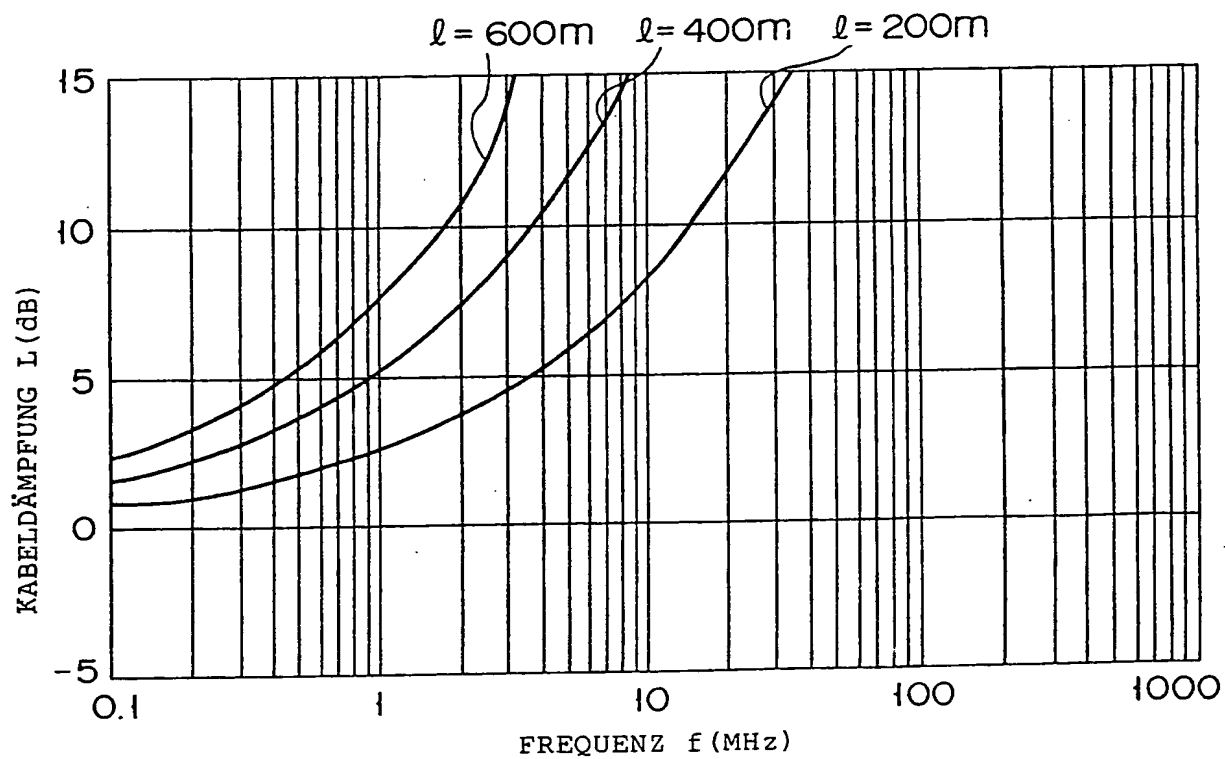


FIG. 10

7/9

15.07.88

50

3824091

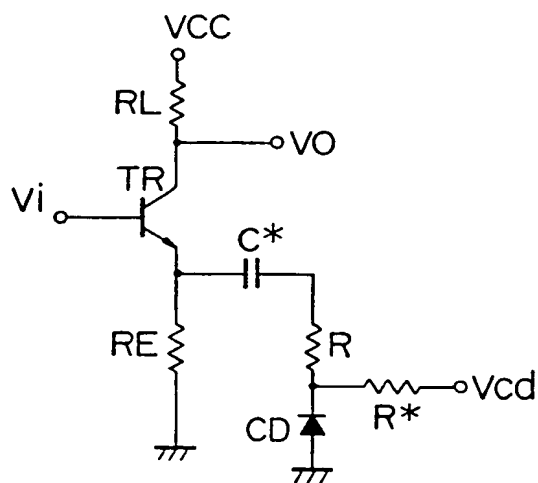


FIG. 11

(STAND DER TECHNIK)

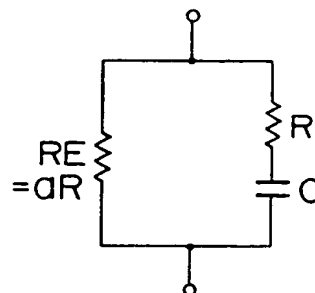


FIG. 12

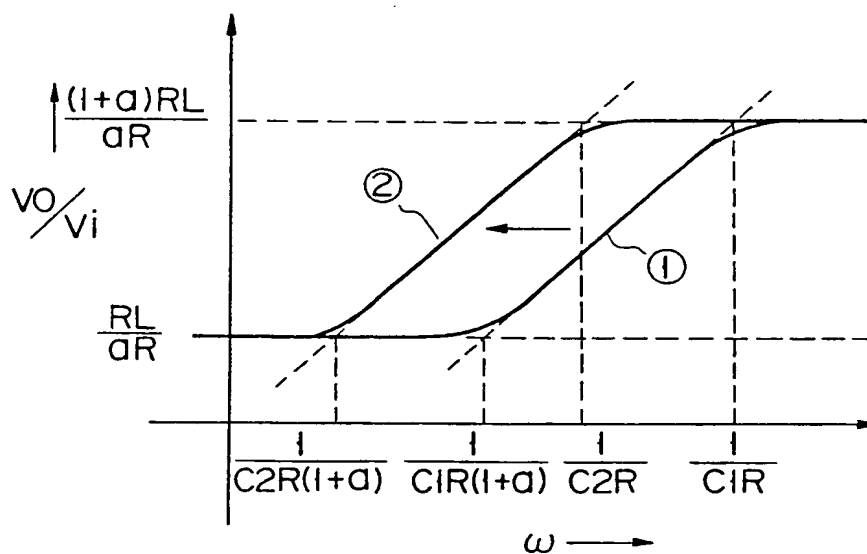
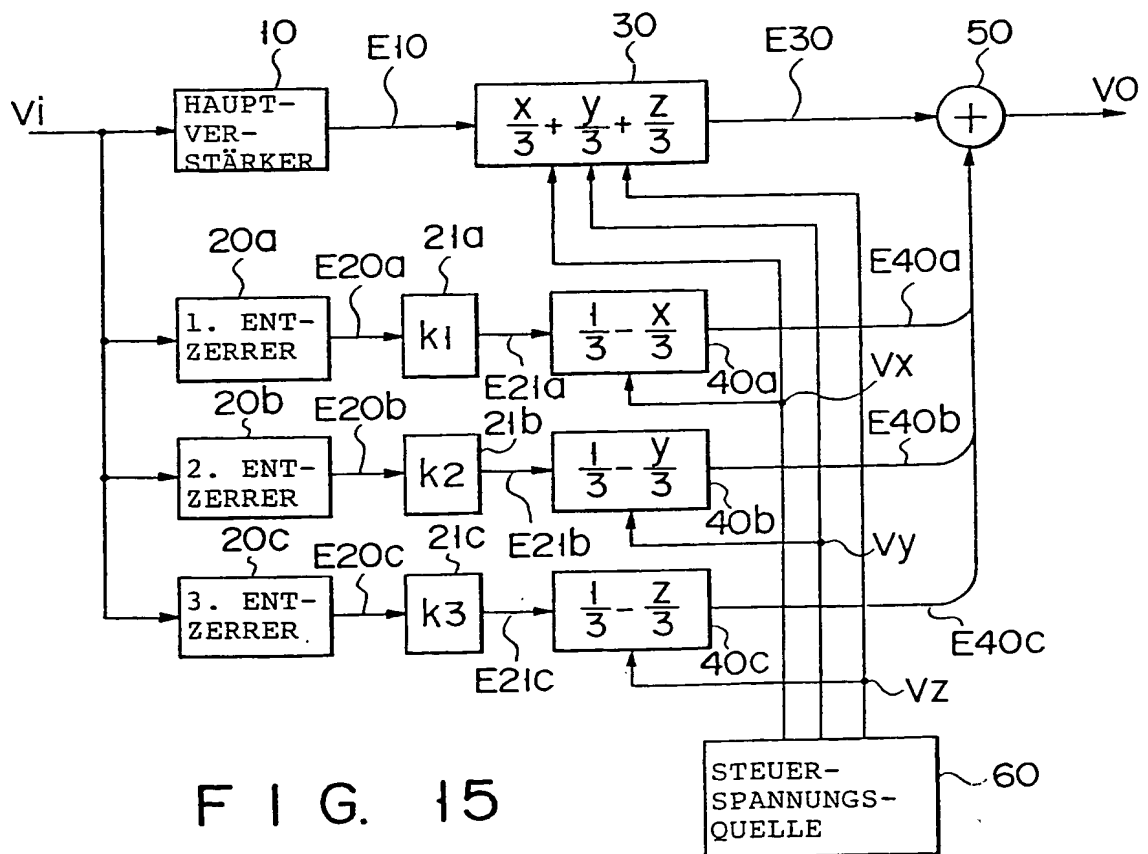
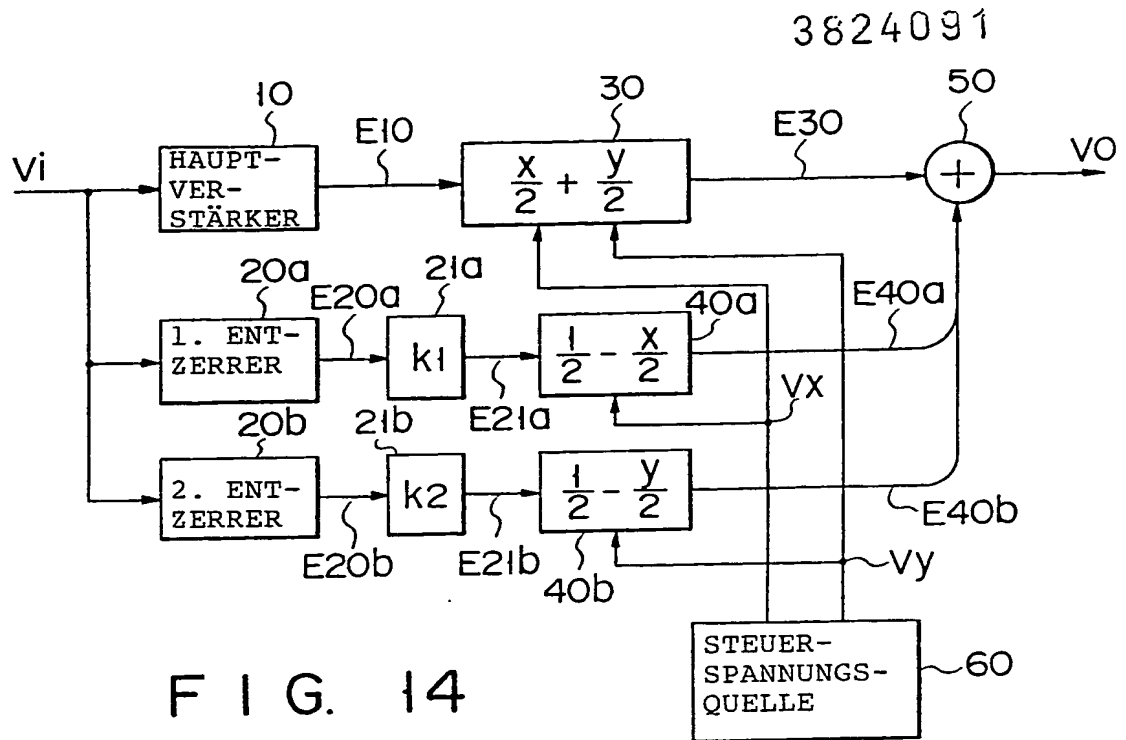


FIG. 13



9/9

15.07.88

32

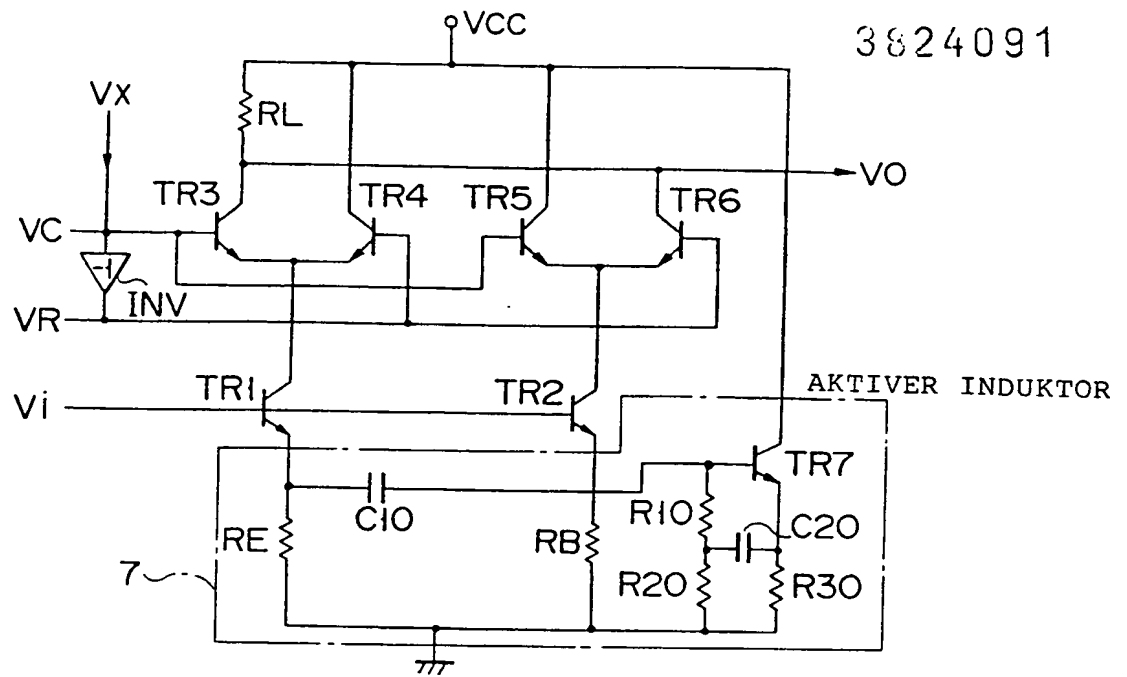


FIG. 16

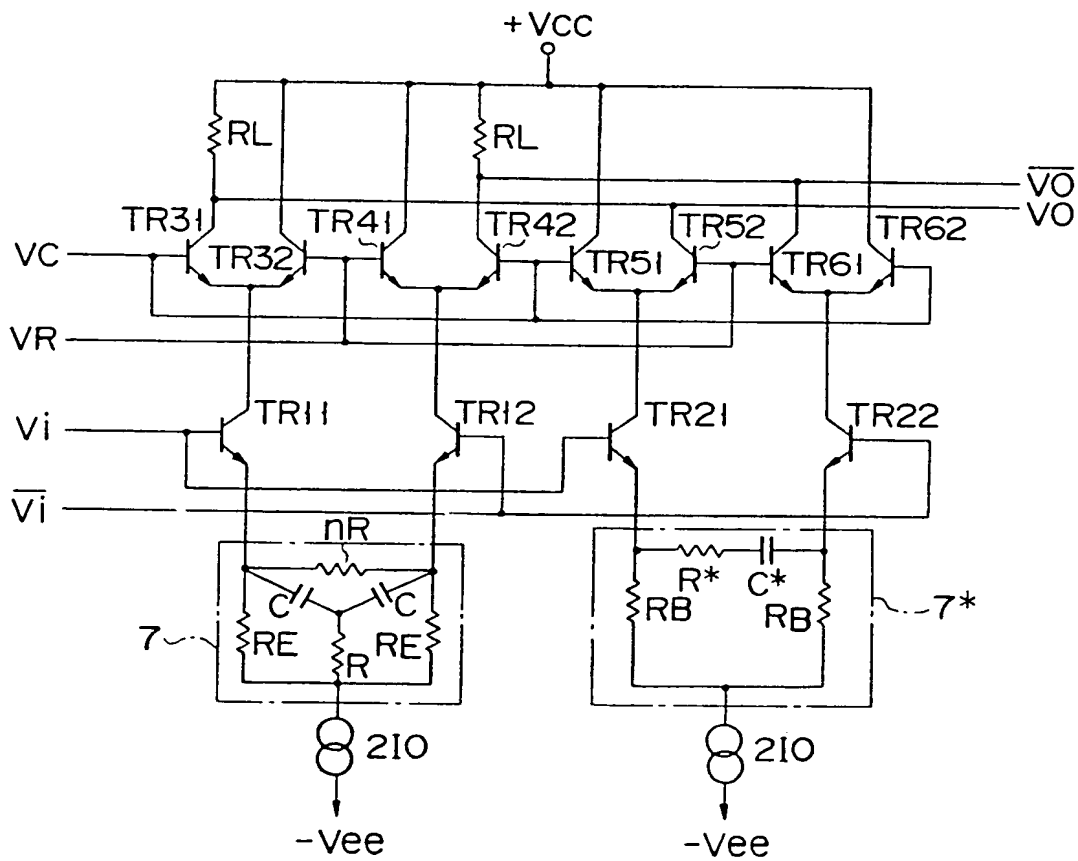


FIG. 17